

ОПТИМАЛЬНИЙ НЕКОГЕРЕНТНИЙ ДЕМОДУЛЯТОР ВФМ-2 СИГНАЛІВ ІЗ МАНЧЕСТЕРСЬКИМ КОДУВАННЯМ МОДУЛЮЮЧОГО СИГНАЛУ

Парфенюк В.Г., Сабадаш С.С.

Житомирський військовий інститут імені С.П. Корольова

E-mail: strob243@gmail.com

Optimal incoherent demodulator of DPSK signals with Manchester encoding of modulating signal

The proposed algorithm and scheme of the optimal incoherent demodulator of the DPSK signals with the Manchester encoding of the modulating signal, which provide a higher noise immunity to it when used in digital radio communication systems, and retains the advantages of Manchester encoding. The performed mathematical modeling confirmed the efficiency of the proposed technical solutions and its higher noise resistance.

Теорія оптимального когерентного та некогерентного приймання ФМ-2 та ВФМ-2 сигналів достатньо детально описана у багатьох публікаціях, зокрема в [1, 2, 3, 4]. В усіх відомих автору публікаціях алгоритми оптимального приймання розглядаються для біполярного представлення модулюючого двійкового сигналу $x(t)$ без повернення до нуля (*NRZ* представлення). Відомо також, що використання в цифрових радіосистемах передачі інформації манчестерського кодування огинаючої радіосигналу дає суттєві переваги при формуванні сигналів символної синхронізації демодулятора.

Отримати алгоритми оптимального приймання, при яких використовується вся енергія бітової послідовності при манчестерському кодуванні огинаючої можна, якщо реалізувати не посимвольне приймання, а приймання в цілому по відношенню до бітової послідовності, що включає дві символні послідовності [2].

При ВФМ-2 кодування бітового потоку проводиться із використанням диференційного манчестерського коду. При цьому значення переданого інформаційного символу визначають не самі по собі два символи манчестер-коду на інтервалі часу $(0, T)$, а послідовність чотирьох символів манчестер-коду на інтервалі $(0, 2T)$.

Нехай символу 0 манчестер-коду тривалістю $T/2$ відповідає елементарний сигнал $-S_0 \cos \omega_0 t$, а символу 1 $+S_0 \cos \omega_0 t$. Тоді значення переданого інформаційного символу буде визначати послідовність чотирьох елементарних сигналів на інтервалі $(0, 2T)$ із врахуванням того, що символам 1 та 0 відповідають сигнали $s_1(t)$ та $s_0(t)$:

$$\begin{aligned}
 s_1(t) &= \begin{cases} -S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), & 0 < t < T/2; \\ S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), & T/2 < t < 3T/2; \\ -S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), & T/2 < t < 3T/2; \end{cases} \\
 s_0(t) &= \begin{cases} S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), & 0 < t < T/2; \\ -S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), & T/2 < t < T; \\ S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), & T < t < 3T/2; \\ -S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), & 3T/2 < t < 2T, \end{cases} \quad (1)
 \end{aligned}$$

де φ – випадкова початкова фаза із рівномірним законом розподілу.

При ВФМ-2 рішення щодо переданого інформаційного символу приймається відповідно до співвідношення фаз двох сусідніх бітових сигнальних посилок. Алгоритм оптимального некогерентного приймання ВФМ-2 сигналів передбачає обчислення квадрата модуля кореляційного інтеграла для кожного із сигналів та порівняння їх значень між собою [2]:

$$\begin{aligned} Z_1^2 &\geq Z_0^2, & \text{переданий сигнал } s_1(t); \\ Z_1^2 &< Z_0^2, & \text{переданий сигнал } s_0(t), \end{aligned} \quad (2)$$

де

$$\begin{aligned} Z_1^2 &= \left[\int_0^{T_c} y(t) s_1(t) dt \right]^2 + \left[\int_0^{T_c} y(t) s_1^*(t) dt \right]^2; \\ Z_0^2 &= \left[\int_0^{T_c} y(t) s_0(t) dt \right]^2 + \left[\int_0^{T_c} y(t) s_0^*(t) dt \right]^2, \end{aligned} \quad (3)$$

де $s_i^*(t)$, $i = 0, 1$ – сигнал ортогональний сигналу $s_i(t)$, T_c – тривалість сигналів $s_1(t)$, $s_0(t)$, Z_1^2 , Z_0^2 – квадрати кореляційних інтегралів, відповідно до співвідношення значень яких приймається рішення щодо переданого біту двійкового коду u_k .

Із врахуванням (3) та (1) алгоритм оптимального некогерентного приймання ВФМ-2 сигналів із манчестерським кодування (2) матиме наступний вигляд:

$$\begin{aligned} Z_1^2 &= z_1(0, T/2) z_1(T, 3T/2) - z_1(0, T/2) z_1(3T/2, 2T) - \\ &- z_1(T/2, T) z_1(T, 3T/2) + z_1(T/2, T) z_1(3T/2, 2T) \geq Z_0^2 = \\ &= z_2(0, T/2) z_2(3T/2, 2T) + z_2(T/2, T) z_2(T, 3T/2) - \\ &- z_2(T/2, T) z_2(3T/2, 2T) - z_2(0, T/2) z_2(T, 3T/2), \quad \text{переданий сигнал } s_1(t); \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} Z_1^2 &= z_1(0, T/2) z_1(T, 3T/2) - z_1(0, T/2) z_1(3T/2, 2T) - \\ &- z_1(T/2, T) z_1(T, 3T/2) + z_1(T/2, T) z_1(3T/2, 2T) < Z_0^2 = \\ &= z_2(0, T/2) z_2(3T/2, 2T) + z_2(T/2, T) z_2(T, 3T/2) - \\ &- z_2(T/2, T) z_2(3T/2, 2T) - z_2(0, T/2) z_2(T, 3T/2), \quad \text{переданий сигнал } s_0(t), \end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned} z_1(0, T/2) &= \int_0^{T/2} y(t) \cos \omega_0 t dt; & z_1(T/2, T) &= \int_{T/2}^T y(t) \cos \omega_0 t dt; \\ z_1(T, 3T/2) &= \int_T^{3T/2} y(t) \cos \omega_0 t dt; & z_1(T/2, 2T) &= \int_{T/2}^{2T} y(t) \cos \omega_0 t dt; \\ z_2(0, T/2) &= \int_0^{T/2} y(t) \sin \omega_0 t dt; & z_2(T/2, T) &= \int_{T/2}^T y(t) \sin \omega_0 t dt; \\ z_2(T, 3T/2) &= \int_T^{3T/2} y(t) \sin \omega_0 t dt; & z_2(T/2, 2T) &= \int_{T/2}^{2T} y(t) \sin \omega_0 t dt. \end{aligned} \quad (5)$$

Структурна схема когерентного демодулятора, що реалізує алгоритм (4) представлена на рис. 1. Схема включає синфазний канал, який обчислює квадрат модуля кореляційного інтеграла Z_1^2 та квадратурний канал, який обчислює квадрат модуля кореляційного інтеграла Z_0^2 . Їх обчислення проводиться на інтервалі чотирьох елементарних символів манчестер-коду $(0, 2T)$. Інтегратори каналів обчислюють значення складових Z_1^2 та Z_0^2 на інтервалі тривалості символу манчестер-коду $\tau = T/2$.

Крім помножувачів та інтеграторів (Інтегр), що обчислюють значення кореляційних інтегралів, схема містить пристрій відновлення носійної (ПВН), лінії затримки та пристрій прийняття рішення (ППР) щодо переданого інформаційного символу.

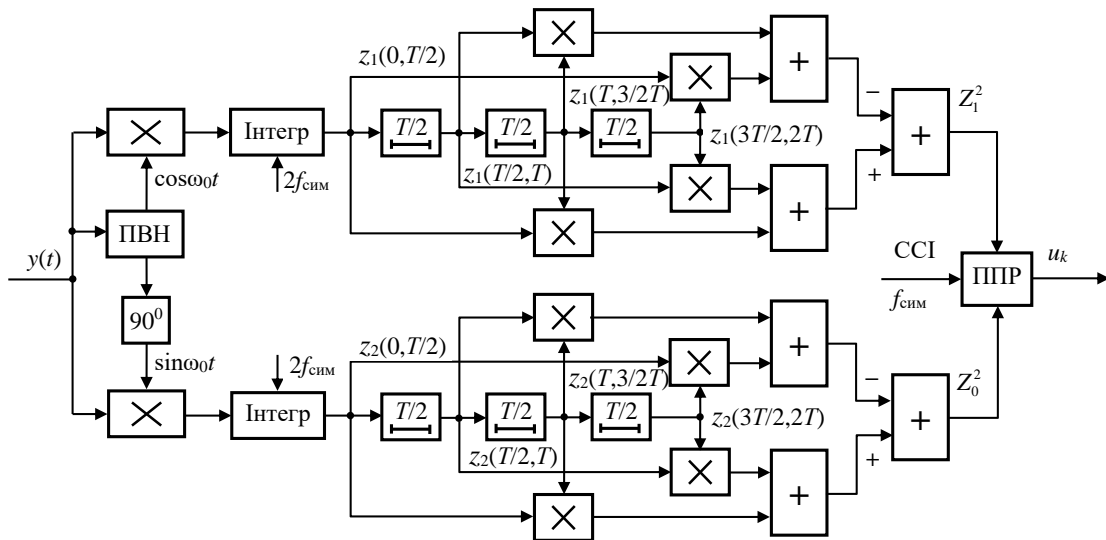


Рис. 1. Структурна схема оптимального некогерентного демодулятора ВФМ-2 сигналів із манчестерським кодуванням.

Пристрій символної синхронізації (не показаний на схемі) формує символні синхроімпульси (CCI) із частотою $f_{\text{сим}} = 1/T$, які визначають моменти часу прийняття рішення пристроєм прийняття рішень та використовуються для скиду інтегратора (після подвоєння частоти).

Для оцінки потенційної завадостійкості некогерентного демодулятора ВФМ-2 сигналів можна використати загальну формулу для оптимального некогерентного приймання ВФМ-2 сигналів, зважаючи, що сигнали (1) ортогональні в посиленому розумінні [2]. Тоді, зважаючи на (4), (5) та враховуючи у якості відношення сигнал/шум q^2 відношення енергії сигналу на інтервалі тривалості інформаційної послілки T до спектральної щільності шуму N_0 потенційна завадостійкість некогерентного демодулятора сигналів ФМ-2 буде визначатись за формулою [2]:

$$P_{\text{пом}} = 0,5 \exp(-q^2), \quad (6)$$

де $q^2 = E_b/N_0$, $E_b = 2E_s = P_c T$, – енергія сигналу, що приходить на двійковий символ (біт), E_s – енергія символу манчестер коду, $P_c = 0,5S_0^2$ – потужність сигналу.

Для перевірки працездатності розробленої схеми демодулятора та експериментальної оцінки його потенційної завадостійкості було проведене математичне моделювання із використанням розроблених на ПЕОМ у середовищі графічного програмування LabVIEW віртуальних демодуляторів.

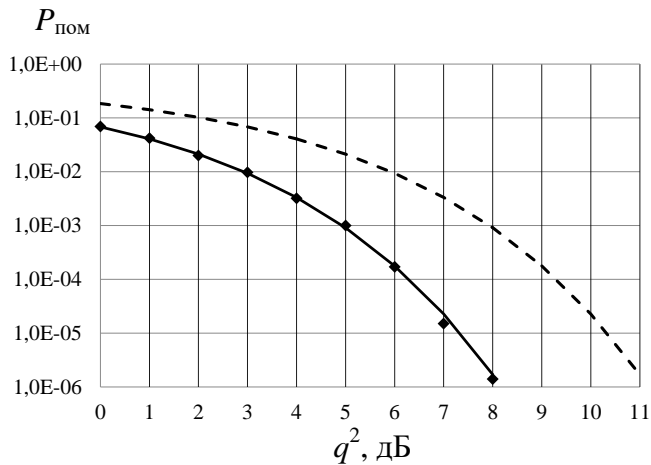


Рис. 2. Криві потенційної завадостійкості некогерентного приймання ВФМ-2 сигналів із манчестерським кодуванням.

суцільні лінії – розрахункам по формулі (6), а маркери – результатам моделювання.

Із аналізу отриманих графіків слідує, що результати моделювання підтверджують очікуваний потенційний енергетичний вигравш у 3 дБ для запропонованої схеми демодулятора.

Отримані результати дозволяють стверджувати, що запропонована схема демодулятора може бути використана у складі приймальних пристроїв цифрових систем передавання інформації, зокрема, для підвищення завадостійкості комплексу приймання та обробки інформації дистанційного зондування Землі інституту у форматі High Resolution Picture Transmission (HRPT), який на сьогоднішній день використовується в радіолінії середнього розрізнення в діапазоні 1,7 ГГц.

Література

1. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
2. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений / Л. М. Финк. – М. : Сов. радио, 1970. – 728 с.
3. Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис; под ред. Д. Д. Кловского; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
4. Окунев Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами / Ю. Б. Окунев. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.

Проведене математичне моделювання підтвердило працездатність запропонованої схеми демодулятора сигналів із манчестерським кодуванням та можливість використання для оцінки його потенційної завадостійкості формули (6). Результати розрахунків та експериментальні дані для некогерентного демодулятора ВФМ-2 наведені на рис. 2.

Показані на рис. 2 штрихові лінії відповідають оптимальному посимвольному прийманню сигнальних посилок манчестер-коду,